



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **11113282 A**(43) Date of publication of application: **23 . 04 . 99**(51) Int. Cl. **H02P 6/08**(21) Application number: **09303295**(22) Date of filing: **30 . 09 . 97**(71) Applicant: **TEXAS INSTR INC <TI>**(72) Inventor: **MAGGIO KENNETH J
ROLF LAGGERQUIST**(54) **METHOD AND CIRCUIT FOR CONTROLLING
SLEW RATE OF MOTOR COIL**

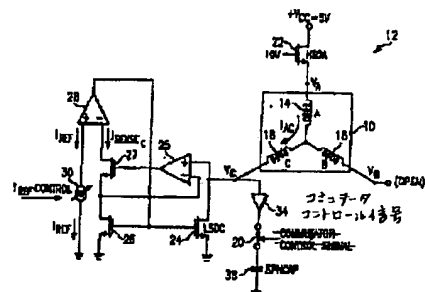
the coil C 18 increases to a steady level from zero.

COPYRIGHT: (C)1999,JPO

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To prevent a control circuit from being broken without increasing costs, complexity, and power consumption, by controlling a coil current of a stator coil winding of a multi-phase DC motor, and eliminating or reducing current and voltage spikes being generated during commutation.

SOLUTION: A stator coil winding 10 of a brushless DC motor performs Y-type connection and successively connect edge parts VA, VB, and VC of a coil A 14, a coil B 16, and a coil C 18 of a three-phase coil winding to a high-voltage side driver or a low-voltage side driver. Then, current flows from the coil A 14 to the coil C 18 after a high-voltage side commutation. And then, current flows from the coil A 14 to the coil B 16 due to a low-voltage side commutation. In this case, the low-voltage side commutation performs control so that the current of the coil B 16 increases from zero to a constant level as the current of the coil C 18 decreases to zero. Also, the high-voltage side commutation performs control so that the current at the coil A 14 decreases to zero and at the same time the current of



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-113282

(43) 公開日 平成11年(1999) 4月23日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 2 P 6/08

識別記号

F I

H 0 2 P 6/02

3 7 1 A

審査請求 未請求 請求項の数2 書面 (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平9-303295

(22) 出願日 平成9年(1997) 9月30日

(71) 出願人 590000879

テキサス インストルメンツ インコーポ
レイテッド

アメリカ合衆国テキサス州ダラス, ノース
セントラルエクスプレスウェイ 13500

(72) 発明者 ケネス ジェイ. マッジョ

アメリカ合衆国テキサス州ダラス, ビオー
ルガード 8616, アパートメント ディ
ー

(72) 発明者 ロルフ ラガークイスト

アメリカ合衆国テキサス州ダラス, サウス
ウェスタンブルバード 8623, ナンバー
223

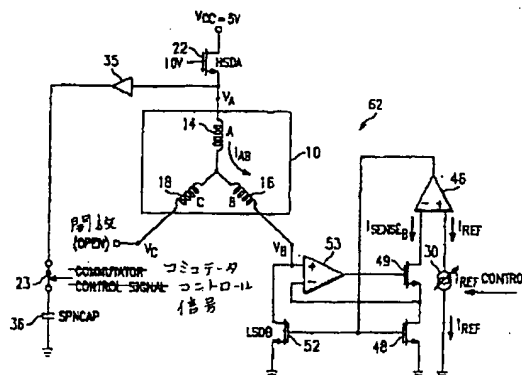
(74) 代理人 弁理士 浅村 皓 (外3名)

(54) 【発明の名称】 モータコイルのスルーレート制御方法および回路

(57) 【要約】

【課題】 多相DCモータのステータ巻線の電流スルー
レートを制御して、転流動作中の電流および電圧スパイク
を除去し、MOS回路等の破壊を防止するスルーレート
制御回路を提供する。

【解決手段】 第1定常状態制御回路(12)は高圧側転
流後、A-Cコイル間の電流を規制する。Aコイル(1
4)は、一端が電圧源に結合され他端がセンタータップ
を介してCコイル(18)に結合される。低圧側転流回
路(60)はC、Bコイル(16)の電流スルーレートを、
Cコイルの電流がゼロに減少し、Bコイルの電流が
ゼロから定常状態レベルまで増大するよう制御して低
圧側転流を行う。Bコイルの一端がセンタータップに結
合する。第2定常状態制御回路(62)は低圧側転流後、
A-Bコイル間の電流を規制する。高圧側転流回路(6
4)はC、Aコイルの電流スルーレートを、Aコイルの
電流がゼロに減少しCコイルの電流がゼロから定常状態
レベルへ増大するよう制御して高圧側転流を行う。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 多相DCモータのコイルにおけるスルーレートを制御するにあたり、高圧側転流を実行するステップと；第1コイル中の第1電流および第2コイル中の第2電流を規制するステップと；これら第1コイルおよび第2コイルは第1端部と第2端部とを有し、これら第1端部をセンタータップに結合し、この第1コイルの第2端部を電流を供給する第1コイル高圧側ドライバに結合し、およびこの第2コイルの第2端部を、前記電流を規制する第2コイル低圧側ドライバに結合し；前記第2コイル中の第2電流を減少させることによって低圧側転流を実行する一方、これに対応して、第3コイルに第3電流を増加させるステップと；この第3コイルには、前記センタータップに結合された第1端部と、前記第3電流を規制する第3コイル低圧側ドライバに結合された第2端部とを有し、この第2電流をゼロへ減少させ、ここで第1電流はこの第3電流と等価なものとなり；前記第3電流を規制するステップと；前記第1コイルの第1電流を減少させることによって高圧側転流を実行する一方、これに対応して、前記第2コイルの第2電流を増加させるステップとを具備し；前記第2コイルの第2端部を、電流、供給用第2コイル高圧側ドライバに結合し、前記第1電流をゼロに減少させ、ここでこの第2電流が前記第3電流に等しいものである、コイルのスルーレート制御方法。

【請求項2】 3相DCモータのコイルにおけるスルーレートを制御するに当り、これらコイルの各々は、第1端部と第2端部とを有し、各コイルの第1端部をセンタータップに結合する制御回路において、高圧側転流の後に、第1コイルと第2コイルを通過する電流を規制するように作動する第1定常状態制御回路と；この第1コイルの第2端部を第1の高圧側ドライバに結合すると共に、この第2コイルの第2端部を第2の低圧側ドライバに結合し；前記第2コイルを通過する電流を減少させることによって低圧側転流を実行し、これと同時に、第3コイルを通過する電流を規定されたレートで増大させるように作動する低圧側転流回路と；およびこの低圧側転流の後に、前記第1および第3コイルを通過する電流を規制するように作動する第2定常状態制御回路とを具備し；この第1コイルの第2端部を前記第1高圧側ドライバに結合すると共に、この第3コイルの第2端部を第3低圧側ドライバに結合した3相DCモータのコイルのスルーレート制御回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、概して、制御回路の分野に関し、特に、多相DCモータのスルーレート（slew rate）の制御方法および制御回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】回転動作を与える多相直流（DC）モータには多種の応用例が存在している。特に、ハードディスクドライブやCD-ROMドライブ等の応用例には、例えば、3相DCモータ等の多相DCモータを利用して、ハードディスクドライブの磁気ディスクを包含した情報プラター（platter）を回転させている。これら情報プラターの回転速度の制御は、応用例全体の性能に対して決定的なものとなる。

【0003】これら多相DCモータの回転速度は、ステータ（固定子）巻線、即ちコイルに供給する電流を介して制御されている。例えば、3相DCモータのステータ巻線を、“Y”型結線すると共に、中央タップノードの一端に結線されたAコイル、BコイルおよびCコイルがこのステータ巻線に包含されている。各コイルの残余の端部が、高圧側ドライバ、低圧側ドライバ、または開放回路に選択的に結合された、転流が行なわれるようになる。この時間中、第3コイルは一端上の中央タイプに結合される一方、他端は、開放回路として設けられている。所定期間後に、転流（コミュテーション）が起るので、電流が、この第3コイルを介して流れることができると共に、第1コイルまたは第2コイルを介して流れることができる。この転流とは、回路中の一通路から、他の通路に電流が転送されることである。この結果として、転流が起るまでの定常状態動作中に、これら3個のコイルの中の2つのコイルを介して電流が流れ、この転流時に、次の転流が起るまで、2つのコイルおよび第3コイルの1つのコイルを介して電流が流れる。

【0004】全体として6種の電流が、6回の転流を経て3相DCモータのステータ巻線中に供給できるようになっている。例えば、以下の順序でステータコイルに電流が供給されることによって、3相DCモータのロータ（回転子）に対して、回転動作が分配される：即ち、AコイルからCコイルへ、AコイルからBコイルへ、CコイルからBコイルへ、CコイルからAコイルへ、BコイルからAコイルへ、およびBコイルからCコイルへ分配される。

【0005】ステータ巻線のこれらコイル中に、電流を転流させる場合に、問題が生じる。即ち、転流の結果として、電流および電圧スパイクが発生することである。電流が一個のコイル中に減少すると共に、他のコイル中で増大する場合に、これら電流および電圧スパイクが起る。これら電流および電圧スパイクによって、感度制御回路にダメージを与えてしまう。例えば、金属酸化物半導体（MOS）回路のような電圧感応回路は、ブレイクダウン（降伏）電圧が印加された場合に、破壊することがある。これら電流および電圧スパイクによって、転流中に発生した電圧スパイクより大きなブレイクダウン電圧を有する制御回路内においては集積回路技術およびトランジスタ技術を駆使する必要がある。この結果、より大型の制御回路となってしまう、これによって、回路規

模が増大すると共に、電流消費が増大してしまうようになる。

【0006】更にまた、外部ツェナーダイオードのような追加の回路を、この制御回路中に設ける必要があり、これによって、電流または電圧スパイクによって、ブレークダウン電圧レベルを超過するような場合において、この制御回路がダメージを受けないように防止する。このことによって、更に、制御回路全体のコスト、複雑度、および電力消費が増大するようになる。また、外部ツェナーダイオードが故障した時に、この制御回路が破

壊してしまうので、システム全体の信頼性が損なわれてしまうようになる。

【0007】また、別の問題が、ステータ巻線内の転流中に発生した電圧／電流スパイクの存在によって起る。電流／電圧スパイクによって、トルクリップルが生じてしまい、ならびに共振周波数が生じてしまう。この結果として、2～4 kHz 範囲の可聴ノイズが生じてしまい、これは、代表的な転流周波数である。このトルクリップル中に、データを読取ることによってデータエラーが生じて、ハードディスクドライブ全体の性能に悪影響が与えられてしまう。

【0008】

【発明が解決しようとする課題および解決するための手段】以上のことから、以下の要望が明らかになる。即ち、スルーレートを制御できる回路および方法において、多相DCモータのステータ巻線のコイル中の電流を制御して、転流中に発生する電流および電圧スパイクを除去または減少させる回路および方法を要望されている。本発明によれば、多相DCモータのスルーレートを制御できる回路および方法が提供され、これによって、電流および電圧スパイクを制御および除去でき、また、前述した欠点や問題点を、実質的に除去することができる。

【0009】また、本発明によれば、例えば、多相DCモータ中のコイルの電流スルーレートのようなスルーレートを制御する方法が提供でき、これには、高圧側転移が実行されると共に、第1コイル中の第1電流および第2コイル中の第2電流を規制 (regulate) する方法が包含されている。これら第1コイルと第2コイルとを、センタータップで互いに結合する一方、この第1コイルの対向端部と、電流供給用の第1コイル高圧側ドライバに結合すると共に、第2コイルの対向端部を、これら第1コイルおよび第2コイル中の電流を規制する第2コイル低圧側ドライバに結合する。

【0010】更に、この方法には、第2コイル中の第2電流を減少させることによって、低圧側転流を実行する一方、これに対応して、第3コイルを通る第3電流を増大させ、この第3コイルを、センタータップと、この第3電流を規制するための第3コイル低圧側ドライバとの間に結合する方法が包含されている。低圧側転流を実行

した結果として、最終的に、この第2電流をゼロまで減少させると共に、次に、第1電流を、第3電流に等しくさせる。また、この方法には、第3電流を規定すると共に、高圧側転流を実行する手法が包含されている。この高圧側転流は、第1コイル中に流れる第1電流を減少させることによって実行される一方、これに対応して、第2コイル中の第2電流を増加させ、他方、この第2コイルを、センタータップと、電流供給用の第2コイル高圧側ドライバとの間に結合する。最終的に、この第1電流は、ゼロまで減少されると共に、この第2電流は、第3電流と等価なものとなる。

【0011】本発明によれば、種々の技術的な利益が得られるようになる。即ち、本発明の一技術的利益によれば、多相DCモータのステータ巻線中の電流および電圧スパイクを除去または、減少させることができる。この結果として、例えば、5Vのブレークダウン (降伏) 電圧を有する0.8ミクロンの回路のような、低いスレッシュホールド電圧を有する小型の回路を利用できるようになる。また、このことによって、電力消費が低く抑制できる。また、他の技術的利点としては、外部のツェナーダイオードを除外できることである。また、更に、他の技術的な利点としては、信頼性が向上したことである。更に、本発明の技術的な利益としては、トルクリップルおよび共振周波数による可聴ノイズを除去または減少させることである。その他の技術的利点は、当業者であれば、以下の図面、説明および請求項から、容易に理解できるものである。

【0012】

【発明の実施の形態】図1は、第1定常状態制御回路12を表わし、高圧側転流の後に設置すると共に、この制御回路12によって第1状態が表わされている。この第1定常状態制御回路12は、ブラッシュレスDCモータのステータ (固定子) 巻線10に結合されて表わされている。このステータ巻線10は、Y型結線された3相巻線であり、内部に、Aコイル14、Bコイル16、およびCコイル18を包含している。これらAコイル14、Bコイル16、Cコイル18の各々は、第1端部および第2端部を有している。これらコイルの各コイルの第1端部を互いに結合して、ノードを構成し、このノードをセンタータップと称する。また、これらコイルの各コイルの第2端部を結合して、例えば、第1定常状態制御回路12のような回路をサポートするので、これらコイル中の2つのコイルおよびセンタータップを介して、コミュテータ (図1では図示しない) によって決定される選択されたインターバルで、電流が供給できる。

【0013】これらコイルの2つを介して、電流が流れる場合に、2つのコイルの一方のコイルの第2端部が高圧側として作用するのに対して、他方のコイルの第2端部が低圧側として作用する。この低圧側は、2つのコイルを介して流れる電流を規制するように動作する。残り

の coils の第2端部が、開放回路状態で設けられている。例えば、図1は以下のような状況を表わしている。即ち、ノード V_A において、Aコイル14の第2端部が高圧側として作用すると共に、高圧側ドライバA (HSDA) 22に結合されるので、電圧源 V_{cc} によって与えられた電流が、Cコイル18を介して、ノード V_c のそれ自身の第2端部に供給できるようになる。このHSDA 22は、例えば、スイッチとして作動するnチャネルMOSFETのようなパワーFETとして実現できる。Cコイル18の第2端部は、低圧側として作用すると共に、低圧側ドライバC (LSDC) 24に結合される。このLSDC 24は、例えば、飽和領域で作動するnチャネルMOSFETのようなパワーFETで実現できる。即ち、このLSDC 24を用いて、Aコイル14とCコイル18に供給される電流 I_{Ac} を規制する。最後に、Bコイル16の第2端部が、開放回路状態で図示されている。ここで、本発明は、3相ステータを有する3相DCモータを使用して実現しているが、本発明は、この3相DCモータに限定されることなく、多相DCモータを利用して実現できる。

【0014】例えば、ステータ巻線10のような3相巻線を用いる場合には、6組の電流の流れの組合せの可能性がある。Aコイル14、Bコイル、Cコイル18の第2端部の各々を、高圧側ドライバまたは低圧側ドライバに結合できるので、電流は、いずれか2つのコイルを通過して流れることができると共に、予じめ決められたシーケンスで決定されるいずれかの方向へ流れることができる。例えば、電流は、ステータ巻線10のコイル中を、以下の方法および順序で流れることができる。即ち、Aコイル14からCコイル18へ；Aコイル14からBコイル16へ；Cコイル18からBコイル16へ；Cコイル18からAコイル14へ；Bコイル16からAコイル14へ；およびBコイル16からCコイル18へ流れる。3相DCモータの動作において、電流がステータ巻線のコイル間から切り、これによって磁気ロータ (図1に図示せず) に回転力が与えられるように、これら6組の電流の流れの各々が、設定されたシーケンスとして確立される。一般に、6組の電流の流れの設定されたシーケンスは、高圧側転流が起った後に、次のシーケンスが、高圧側転流によって追従された低圧側転流となるように進行する。例えば、Aコイル14からCコイル18への電流の流れが、高圧側転流の後に行われ、次に、これは、低圧側転流によって追従されて、Aコイル14からBコイル16への電流の流れとなる。このような場合には、Bコイル16の第2端部が、その低圧側ドライバに結合されるので、Aコイル14からBコイル16への電流の流れを確立すると共に、規定する。このような状態のシーケンスを、図1、2、3に図示する。低圧側転流が起り、定常状態に到達した後で、次に、高圧側転流が起る。例えば、高圧側転流がAコイル14からCコ

イル18へ起るので、Cコイル18からBコイル16へ電流の流れが確立されるようになる。このような状態、即ち転移を図4に示す。

【0015】図1において、第1定常状態コントロール回路12は、高圧側転流によって第1状態が規定された後、ステータ巻線10に結合される。この第1定常状態コントロール回路12によってAコイル14からCコイル18へ定常状態ステータ電流 I_{Ac} が供給される。この第1定常状態コントロール回路12には、高圧側部および低圧側部が設けられている。この高圧側部にはHSDA 22が設けられている。この低圧側部には、LSDC 24、センスFET C26、増幅器25とFET 27とを包含したボルテージフォロア、基準増幅器28、基準電流コントロール信号によって制御される基準電流源30、サンプル増幅器34、コンデンサスイッチ20、およびスピンドルコンデンサ36が設けられている。

【0016】最初に、高圧側転流が起った後に、スイッチとして作動するHSDA 22が、10Vをそのゲートに印加することによって、ONとなる。このゲート電圧は、チャージポンプを利用して、電圧源によって供給された10V電源とすることができる。この時、電圧 V_{cc} による電流が、HSDA 22のソースを経てこのドレインに与えられると共に、ノード V_A におけるAコイル14の第2端部に供給されるようになる。

【0017】飽和領域内を動作している間に、LSDC 24を用いて、HSDA 22からAコイル14およびCコイル18へ供給された電流を規制する。また、このLSDC 24を用いて、Bコイルの第2端部に結合された高圧側ドライバ (図1には図示されず) を利用して、Bコイル16からCコイル18へ電流が供給される場合に、この電流を規制する。LSDC 24のゲート・ソース電圧を、基準増幅器28の出力によって制御する。この基準増幅器28には、 I_{sense} 電流入力端と、 I_{REF} 電流入力端とが設けられている。 I_{REF} は、基準電流コントロール信号によって制御されるように、基準電流源30により発生される。この基準電流信号は、第1定常状態コントロール回路12の外部に設けたコントロール回路によって供給される。一般に、基準電流コントロール信号は、特定の状態の下で、基準電流源30によって一定電流 I_{REF} が供給されるように供給されている。しかし乍ら、この基準電流コントロール信号を変化させることによって、 I_{REF} を可変でき、これによって、 I_{Ac} が種々のレベルで提供できるようになる。基準増幅器28によって、 I_{REF} と I_{sense} との間の差を検知すると共に、LSDC 24のゲートをコントロールするために用いられる対応の出力信号を発生する。

【0018】センスFET C26を用いて、 I_{sense} 電流を発生する。この電流は、電流 I_{Ac}

の大きさを変更したものである。これらセンスFET C26、LSDC24、増幅器25およびFET27を、カレントミラー（電流ミラー）として、構成することによって、 I_{sense} は、 I_{Ac} に比例するようになる。このカレントミラーは、センスFET C26のソースとゲートと、LSDC24とを結合することによって構成される。ドレインを、増幅器25とFET27とを有する電圧フォロアを介して結合する。この電圧フォロアによって、センスFET C26のドレインにおけるノードVcに電圧を供給して、このカレントミラーを有効的にカスコードする。また、この増幅器25は、FET27のゲイン電圧を調整する、ゲイン1のバッファとすることができるので、ノードVcにおける電圧を、センスFET C26のドレインに設ける。またこの増幅器25によって、ノードVcから全く、または極めて制限された電流が導出され、この結果として、あらゆる回路効果を減少させ、電圧フォロアおよび他の結合された回路は、LSDC24の動作およびステータ巻線10の動作を保持することができる。また、他の実施例ではこの増幅器25を、カスコードデバイスで構成することもでき、このカスコードデバイスによって、電流およびバイアス条件の広範囲に亘って、更に正確な I_{sense} を有する改良されたカレントミラーが得られる。

【0019】LSDC24およびセンスFET C26を適切に設計することによって、発生させた I_{sense} が、 I_{Ac} の変更した電流となる。このことは、LSDC24のチャネル幅が、センスFET C26のチャネル幅よりかなり大きなものとなるように確保することによって実現される。

【0020】基準増幅器28によって、 I_{REF} と I_{sense} とを比較して、これに対応した差、即ち、エラー信号を発生する。また、この基準増幅器28によって、 I_{REF} の値から I_{sense} の値を減算し、この差に、対応するゲインを掛算してその出力信号を発生する。この出力信号が、センスFET C26のゲートと、LSDC24に供給される。このゲート電圧を印加することによって、基準増幅器28は、 I_{Ac} を制御する。これは、LSDC24のゲート・ソース電圧を調整することにより行われ、この電圧を利用して、 I_{Ac} を規制する。一旦、定常状態になると、基準増幅器28の出力が一定値に到達する必要がある、従って、LSDC24のゲート・ソース電圧が一定レベルで維持されるようになる。この結果として、基準増幅器28によって、LSDC24のゲート電圧を調整するので、この結果として、Aコイル14とCコイル18を経て流れる電流が、 I_{REF} に比例、即ち、関連するようになる。

【0021】電流がAコイル14とCコイル18を経て流れている間に、スピンドルコンデンサ36は、ノードVcのCコイル18の第2端部に結合するので、その結

果として、このスピンドルコンデンサ36は電圧Vcまで充電される。このスピンドルコンデンサ36は、サンプル増幅器34およびコンデンサスイッチ20を介してCコイルの第2端部へ結合する。このサンプル増幅器34は、バッファ、またはアイソレーション（隔離）増幅器として機能して、この結果、このスピンドルコンデンサ36による他の回路への影響を隔離する。コンデンサスイッチ20が閉鎖位置に設けられ、コンテュータ（転流器）コントロール信号によって制御されるようになっている。このコンテュータコントロール信号は、第1定常状態コントロール回路12の外部への回路によって供給されると共に、センタータップとBコイル16の第2端部との間に発生する送電電力（BEMF）を測定することによって発生することができる。一実施例によれば、このコンテュータコントロール信号を、このBEMFの状態に依存して、イネーブル状態で供給することができる。この代りに、このコンテュータコントロール信号は、タイマー回路を利用して発生することもできる。コンデンサスイッチ20が閉鎖位置にある期間中、スピンドルコンデンサ36を利用して、低圧側の電圧、即ち、Cコイル18の第2端部における電圧をサンプリングする。

【0022】動作において、第1定常状態コントロール回路12によって、電流 I_{Ac} が供給されると共に、規制される。ゲート電圧がHSDA22に供給され、これによって、例えば、5V電源から供給されるようなVccから、電流がHSDA22を介して、ノードVcへ供給できるようになる。次に、この電流は、Aコイル14、Cコイル18を経て、LSDC24まで流れるようになる。LSDC24は、このゲート・ソース電圧を規制する基準増幅器28からの出力信号を受信することによって、 I_{Ac} を規制する。基準増幅器28によって、 I_{Ac} のスケールダウンした電流値（ I_{sense} として表示）と、 I_{REF} とを比較すると共に、これら2つの電流間の差に相当する出力を発生する。この I_{sense} が I_{REF} より小さい場合には、更に、正の出力信号がLSDC24のゲートに供給され、これによって、LSDC24のゲート・ソース電圧が上昇し、この結果、 I_{Ac} が増大するようになる。この結果として、 I_{sense} は、この電流が I_{REF} と等しくなる時間まで、増大するようになる。 I_{sense} が I_{REF} より大きい場合には、基準増幅器28によって、余り正極性でない出力信号が発生して、これによって、LSDC24のゲート・ソース電圧が低下する。この結果として、減少した I_{Ac} と I_{sense} とが得られるようになる。スピンドルコンデンサ36がノードVc間に設けられ、その電圧まで充電される。

【0023】所定時間経過後、この回路は、図1に示したように、第1状態から第2状態へ切換えられる。この

第1状態では、定常状態電流が、HSDA22、Aコイル14、Cコイル18およびLSDC24を介して供給され、この第2状態では、図2に示したように、電流がHSDA22、Aコイル14、Bコイル16および、Bコイル16の第2端部に結合された低圧側ドライバを介して供給される。この転移を、低圧側転流と称し、これについては、図2を参照し乍ら、更に詳述するものとする。第1状態から第2状態への転移中に、回路に損傷を与えたり、エラーの原因となる電圧スパイクを防止することは重要なことである。

【0024】図2は、第2状態を表わす低圧側転流回路60を表わす回路図である。この第2状態では、ステータ巻線10によって、ノード V_A からノード V_C への電流供給が、ノード V_A からノード V_B への電流供給へ転流する。これを実現するために、この低圧側転流回路60を用いて、以下の方法のように、Cコイル18とBコイル16の電流スルーレート(slew rate)を制御している。即ち、Cコイル18中の電流がゼロに減少すると共に、Bコイル16中の電流がゼロから定常状態レベルへ増加するように制御する。このステータ巻線10のコイルを経て流れる電流を、図5の第2状態として図示すると共に、更に、以下に詳述する。

【0025】低圧側転流回路60には、種々の回路素子が設けられている。これら素子を利用して、Cコイル18中の電流を、除々にまたは制御可能な状態で減少させる一方、同時に、Bコイル16中の電流を除々に増大させ、この結果として、制御可能なスルーレートが得られる。また、この低圧側転流回路60には、HSDA22が設けられており、これを利用して、電圧源 V_{CC} からAコイル14、Cコイル18、Bコイル16を経て電流

を供給する。

【0026】最初に、高圧側転流の後の定常状態動作中に、スピンドルコンデンサ36に予じめ保存された電圧 V_C を、ホールド増幅器42の反転端子に供給する。このホールド増幅器42の非反転端子を、ノード V_C として称しているCコイル18の第2端部に結合する。更にまた、定電流源44を、コンデンサスイッチ21を介してスピンドルコンデンサ36に結合すると共に、充電電流を供給して、このスピンドルコンデンサ36間の電圧を更に増大する。このホールド増幅器42の出力を、LSDC24のゲートとセンスFET C26に供給すると共に、これらFETのゲート・ソース電圧を制御する。従って、この定電流源44によってスピンドルコンデンサ36間の電圧を増大させるので、このホールド増幅器42の出力が、更に減少した値で得られ、これによって、更に、電流 I_C を、Cコイル18を介して減少させると共に、低圧側転流基準増幅器46に供給される電流 I_{B-B} を減少させる。増幅器25およびFET27は、電圧フォロアとして作用すると共に、上述のように動作する。定電流源44によって供給された電流

は、一定の電流源であるか、または、モータ速度またはBEMFのようなモータの条件に依存した機能のような、所望の機能に従う電流源である。

【0027】低圧側転流基準増幅器46によって、低圧側ドライバB(LSDB)52のゲート・ソース電圧およびセンスFET B48を制御する。LSDB52およびセンスFET B48を、カレントミラー構成として、電流 I_{B-B} を、Bコイル16を通る電流 I_B の減少した電流として発生するようにする。このことは、LSDB52チャネル幅を、センスFET B48のチャネル幅よりかなり大きく確保することによって実現できる。図2に示したように、電圧フォロアがLSDB53のドレインとセンスFET B48との間に設ける。また、増幅器53とFET49とが、LSDB53のドレインとセンスFET B48との間の電圧フォロアとして構成されて図示されている。低圧側転流基準増幅器46によって、LSDB52のゲート・ソース電圧とセンスFET B48とを、電流 I_{REF} と、 I_{B-B} とを比較することによって調整する。この電流 I_{REF} は、基準電流コントロール信号によって制御できるように、基準電流源30によって発生される。ホールド増幅器42の出力によって制御されるように、 I_{B-B} が継続して減少するので、低圧側転流基準増幅器46によって、電流 I_{B-B} と I_B とを、敏感且つ、同時に、LSDB52のゲート・ソース電圧とセンスFET B48とを増大させることによって、増加させる。このことによって、より多くの電流が、センスFET B48とLSDB52とを経て流れ得る。

【0028】定電流源44によって、スピンドルコンデンサ36に電流が供給されるように、スピンドルコンデンサ36の電圧が増大し続けるので、このスピンドルコンデンサ36は、充電し続けるようになる。この期間中、コンピュータコントロール信号によって制御されるようなコンデンサスイッチ21が閉鎖状態で得られる。結局、このスピンドルコンデンサ36間の電圧は、電圧 V_C にほぼ等しい初期値から、LSDC24のゲート・ソース電圧が、このスレッシュホールド電圧より低く低下するまでのような時間まで、いくらか線形的に上昇し続けるので、電流 I_C は、この I_{B-B} に沿って、ゼロまで減少するようになる。このことは、ゲート・ソース電圧が約0.6Vまたはこれ以下に到達した時に起る。

【0029】図3は、第2定常状態コントロール回路62を示す回路図であり、このコントロール回路62は、低圧側転流の後に設けられると共に、以下に説明するように、図5で示した第3状態を表わす。この第2定常状態コントロール回路62は、ノード V_C からノード V_B までの低圧側転流の後、ステータ巻線10に結合されるようにし、これによって、定常電流 I_{AB} がAコイル1

4とBコイル16とを経て供給されるようになる。

【0030】HSDA22を、 V_{cc} に依然として結合させることによって、電流を、ノード V_A のAコイル14の第2端部へ供給する。HSDA22によってノード V_A に電流が供給される一方、第2定常状態コントロール回路62の追加の回路が、ノード V_B でBコイルの第2端部を介して結合されて、電流 I_{AB} を規制する。特に、LSDB52とセンスFET B48とを、電圧フォロアを有するカレントミラー構成して、それらのドレイン同志を結合する。この電圧フォロアには、増幅器53とFET49とが設けられている。

【0031】低圧側転流基準増幅器46によって、 I_{senseB} と I_{REF} とを比較して、出力信号を発生する。この出力信号を用いて、LSDB53のゲート・ソース電圧とセンスFET B48とをコントロールする。この低圧側転流基準増幅器46によって、 I_{REF} の値を、基準電流器30と基準電流コントロール信号とを介して設定したように、比較して、 I_{REF} が I_{senseB} より大きな場合に、更に正の出力信号を発生する。この結果、 I_{AB} と I_{senseB} とが増大するようになる。 I_{REF} が I_{senseB} より小さい場合には、この低圧側転流基準増幅器46によって、逆方向の正の出力信号が発生され、この結果として、 I_{AB} と I_{senseB} とが小さくなる。結局、この第2定常状態コントロール回路62が、定常状態に収束するようになる。

【0032】電流 I_{AB} が、Aコイル14とBコイル16とを介して供給されている間に、スピンドルコンデンサ36は、コンデンサスイッチ23とサンプル増幅器35を介してノード V_A に結合される。サンプル増幅器35は、バッファまたはアイソレーション増幅器として作用して、スピンドルコンデンサ36による他の回路への影響を隔離する。コンデンサスイッチ23が、コンピュータコントロール信号によって制御されるように閉鎖状態で得られる。このような構成によって、スピンドルコンデンサ36によってストアされている電圧 V_A が得られる。

【0033】図4は、高圧側転流回路64を表わす回路図であり、図5に示すように第4状態を表わしている。この高圧側転流回路64を利用して、高圧側転流が実行され、ここにおいて、Aコイル14は、高圧側として作用する状態から、高圧側として作用するCコイル18へ転移する。この結果として、電流 I_A は、制御可能に減少する一方、電流 I_C は、これに対応して、制御可能に増大するようになる。上記第4状態として規定される高圧側転流、または転移中に、ノード V_B におけるBコイル16の第2端部を介して結合された回路は、第3図に関連して、上述したように、動作し続けると共に、低圧側規制を実行することによって、これにより電流 I_B は、Bコイル16を通して流れ続くようになる。

【0034】HSDA22のゲートを、ホールド増幅器50の出力に結合する一方、このホールド増幅器50の反転端子を、HSDA22のソースに直接結合する。また、このホールド増幅器50の非反転端子を、電流源72と、スピンドルコンデンサ36との間の並列接続の1つのノードに結合する。コンデンサスイッチ29を、コンピュータコントロール信号によって制御できるように、閉鎖回路状態で設け、これによって、スピンドルコンデンサ36が、ホールド増幅器50の非反転端子に結合する。最初、このスピンドルコンデンサ36に電圧 V_A が保持されており、この電圧を、電流源72に基因して、スピンドルコンデンサ36間の電荷の欠乏によって、直線的に減少させる。

【0035】最初、HSDA22のゲートは、10Vの電圧を保持している。この電圧を、多少、直線的に減少させる。この直線状態は、電流源72に基因して、スピンドルコンデンサ36間の電圧降下に相当する。ホールド増幅器50の出力が減少するので、電圧 V_A もまた、減少する結果、電流 I_A が減少する。電流源72を定電流源として説明してきたが、この電流源72は、例えば、モータスピードまたはBEMFのようなモータの状態に依存したレートで提供することも可能である。これは、予じめ規定された、または規定可能なレートとすることもできる。

【0036】ノード V_A に結合した回路が電流 I_A を減少させるように動作する一方、同時に、ノード V_C に結合した回路が、Cコイル18を経て電流 I_C を増大させるように動作する。高圧側ドライバC (HSDC) 66を用いて、5V電圧源 V_{cc} から供給された電流を提供する。このHSDC66は、10Vゲート電圧を受け、この電圧によって、このHSDCがスイッチとして作動できるようになり、この結果として、Cコイル18を介して、ドレインからソースへ電流を流すことができる。Aコイル14を通る電流 I_A が減少し続けるように、Cコイル18を通る電流 I_C が増加し続ける。ノード V_B に結合した回路によって、Bコイル16を通る電流 I_B を、 I_A と I_C の転移のように、規制し続ける。従って、電流 I_A と I_C とのスルーレートが制御されると共に、この電流は、所定のレートでステータ巻線10を経て転移して、上述したマイナスの効果を除去するようになる。

【0037】図5は、Aコイル14のステータ電流 I_A 、Bコイル16のステータ電流 I_B 、およびCコイル18のステータ電流 I_C のタイミング線図である。ステート(状態)1は、図1の回路によって供給された電流に対応し、ステート2は、図2の回路によって発生された電流に対応する。また、ステート3は、図3に示した回路によって供給または発生された電流に対応する一方、ステート4は、図4の回路によって発生された電流に対応する。

【0038】このタイミング線図から明らかなように、高圧側転移の後の定常状態（図1に表わされているように）中では、電流 I_A が、正の方向に、即ち、センタータップに向かって、ノード V_A からおよびAコイル14を経て流れるように図示されている。また、電流 I_A が、センタータップから負の方向に、Cコイル18を経てノード V_C へ流れるように図示されている。ステート2は、制御可能なスルーレート、即ち、電流制御型低圧側転移を表わし、ここでは、電流 I_B が、ゼロ、即ち、開放状態レベルから、負の値に転移する。同時に、電流 I_C が、それ自身の定常状態負の値から、ゼロレベルまで転移する。電流 I_A が正方向に保持される。また、低圧側コミュテーションを実行するための説明図が、図2に図示されている。

【0039】ステート3は、低圧側コミュテーションの後の定常状態動作を表わし、ここでは、 I_A が正のレベル、 I_B が負のレベル、および I_C がゼロレベルとして表わされている。低圧側コミュテーションの後の定常状態動作中に、 I_A 、 I_B 、 I_C を発生させるために用いられる説明図が、図3に表わされている。ステート4は、高圧側コミュテーションを表わしており、ここでは、 I_A が、正方向に流れている状態から、遮断される状態へ、転移する。また、 I_C は、遮断状態から正方向へ流れる状態へ転移するのが表示されている。これから明らかなように、これら転移は、同時に起っている。 I_B は一定の負の値で流れ続けている。

【0040】図5のステート2およびステート4に図示したように、低圧側転流および高圧側転流中に、スルーレートを制御している。この図は、高圧側および低圧側転流中に、直線的なスルーレート、または直線的な電流制御を図示しているが、本発明は、このような直線的なスルーレートまたは電流制御に限定されない。他の既知の回路によって、所望の機能または所望形状を有するスルーレート、または電流制御を実現することもできる。

【0041】従って、本発明によれば、上述した利点を満足させるように、スルーレートを制御可能な回路および方法が実現できることが明白である。以上、種々の好適実施例を記述したが、本発明の技術的範囲を逸脱することなく、種々の変更、交換等が実行できるものである。例えば、本発明を、3相DCモータのステータ巻線中の電流を制御するものについて説明したが、本発明は、この3相DCモータのみに限定されないものである。また、本発明は、FET、即ち、電界効果型トランジスタ技術を利用して実施したが、これに限定されるものでない。また、本発明を、他の技術を使って、例えば、バイポーラ接合トランジスタ技術を使って、当業者であれば、実現することができる。

【0042】また、好適実施例で図示説明したような、別個の回路を組合わせて、1つの回路または、別々の回路に分割することも、技術的範囲内であれば可能であ

る。更に、上記図示した直接接続を、当業者によれば、2つのデバイスを、単に、直接接続しないで、中間デバイスを介して、互いに結合することによって、本発明による所望の効果を達成することも可能である。例えば、図1に示したサンプル増幅器34は、コンデンサスイッチ20に直結しているが、この代りに、他のデバイスを、技術的思想の範囲内で、これらデバイス間に介在させることもできる。また、他の変形例、変更例、交換例も、以下の請求項によって規定される本発明の技術的思想および範囲を逸脱することなく、当業者によって容易に実現することができる。

【0043】以上の説明に関して、更に、以下の項を開示する。

(1) 多相DCモータのコイルのスルーレートを制御するに当り、高圧側転流を実行するステップと；第1コイル中の第1電流および第2コイル中の第2電流を規制するステップと；これら第1コイルおよび第2コイルは第1端部と第2端部とを有し、これら第1端部をセンタータップに結合し、この第1コイルの第2端部を電流を供給する第1コイル高圧側ドライバに結合し、およびこの第2コイルの第2端部を、前記電流を規制する第2コイル低圧側ドライバに結合し；前記第2コイル中の第2電流を減少させることによって低圧側転流を実行する一方、これに対応して、第3コイルに第3電流を増加させるステップと；この第3コイルには、前記センタータップに結合された第1端部と、前記第3電流を規制する第3コイル低圧側ドライバに結合された第2端部とを有し、この第2電流をゼロへ減少させ、ここで第1電流はこの第3電流と等価なものとなり；前記第3電流を規制するステップと；前記第1コイルの第1電流を減少させることによって高圧側転流を実行する一方、これに対応して、前記第2コイルの第2電流を増加させるステップと具備し；前記第2コイルの第2端部を、電流供給用第2コイル高圧側ドライバに結合し、前記第1電流をゼロに減少させ、ここでこの第2電流が前記第3電流に等しいものである。コイルのスルーレート制御方法。

【0044】(2) 更に、前記第2コイルの第2端部で発生させた低圧側電圧をサンプリングするステップを設け、サンプリング電圧を発生させる一方、前記第1および第2電流を規制する、第1項記載の方法。

(3) 更に、前記サンプリング電圧を増大させる一方、前記低圧側転流ステップを実行するステップを設けた、第2項記載の方法。

(4) 前記低圧側転流を実行するステップにおいて、前記第2電流を減少させると共に、前記第3電流を増大させることを、前記サンプリング電圧を増大させることによって与えられたレートで実行した、第3項記載の方法。

【0045】(5) 前記サンプリング電圧を、一定のレートで増大させた、第4項記載の方法。

(6) 前記低圧側電圧サンプリングステップに、コンデンサを利用して、この低圧側電圧をサンプリングする手法を設けた、第4項記載の方法。

(7) 前記サンプリング電圧を、電流源から電流を供給して、前記コンデンサを更に充電することによって増大させた、第6項記載の方法。

【0046】(8) 前記サンプリング電圧を、前記モータ状態に依存した関数に従って増大させた、第6項記載の方法。

(9) 前記低圧側電流を実行するステップにおいて、実質的に直線的なレートで、前記第2電流を減少させると共に、前記第3電流を増大させた、第1項記載の方法。

(10) 更に、前記第1コイルの第2端部で発生させた高圧側電圧をサンプリングして、サンプリング電圧を発生させる一方、前記第1電流および第3電流を規制するステップを設けた、第1項記載の方法。

【0047】(11) 更に、前記サンプリング電圧を減少させる一方、前記高圧側電流ステップを実行するステップを設けた、第10項記載の方法。

(12) 前記高圧側電流ステップにおいて、前記サンプリング電圧を減少させることによって得られたレートで、前記第1電流を減少させると共に、第2電流を増大させた；第11項記載の方法。

【0048】(13) 前記高圧側電圧をサンプリングするステップには、コンデンサを利用して、前記低圧側電圧をサンプリングする手法を設けた、第12項記載の方法。

(14) 前記サンプリング電圧を、電流源を利用して、前記コンデンサを放電させることによって減少させた、第13項記載の方法。

【0049】(15) 3相DCモータのコイルのスルーレートを制御するに当り、これらコイルの各々は、第1端部と第2端部とを有し、各コイルの第1端部をセンタータップに結合する制御回路において、高圧側電流の後に、第1コイルと第2コイルを通過する電流を規制するように作動する第1定常状態制御回路と；この第1コイルの第2端部を第1の高圧側ドライバに結合すると共に、この第2コイルの第2端部を第2の低圧側ドライバに結合し；前記第2コイルを通過する電流を減少させることによって低圧側電流を実行し、これと同時に、第3コイルを通過する電流を規定されたレートで増大させるように作動する低圧側電流回路と；およびこの低圧側電流の後に、前記第1および第3コイルを通過する電流を規制するように作動する第2定常状態制御回路とを具備し；この第1コイルの第2端部を前記第1高圧側ドライバに結合すると共に、この第3コイルの第2端部を第3低圧側ドライバに結合した3相DCモータのコイルのスルーレート制御回路。

(16) 更に、前記第1コイルを通る電流を減少させ

る一方、これと同時に、前記第2コイルを通る電流を規定されたレートで増大させることによって高圧側電流を実行するように作動する高圧側電流回路を設けた、第15項記載の回路。

【0050】(17) 前記第1定常状態制御回路に、前記第2コイルの第2端部に結合したコンデンサを設け、このコンデンサを、この第2コイルの第2端部に与えられた電圧まで充電し、および、前記低圧側電流回路に、前記充電されたコンデンサと、電流源とを設け、この電流源によって、このコンデンサを、更に充電する一方、これと同時に、この電流源によってこのコンデンサを充電することに関連したレートで第3コイル中の電流を増大させた、第15項記載の回路。

(18) 前記第2定常状態制御回路に、前記第1コイルの第2端部に結合したコンデンサを設け、この第1コイルの第2端部に与えられた電圧まで、このコンデンサを充電すると共に、前記高圧側電流回路に、前記充電されたコンデンサと、電流源とを設け、この電流源によって、このコンデンサを放電させる一方、これと同時に、この第1コイルの電流を減少させると共に、この電流源によるコンデンサの放電に関連したレートで、第2コイル中の電流を増大させた、第16項記載の回路。

【0051】(19) 多相DCモータのステータコイルのスルーレートを制御するに当り、これらステータコイルの各々は、第1および第2端部を有し、各コイルの第1端部をセンタータップに結合する制御回路において、高圧側電流の後に、高圧側コイルと第1低圧側コイルを通過する電流を規制するように作動する第1定常状態制御回路と；この高圧側コイルは、高圧側ドライバを介して電圧源に結合された第2端部を有し、および、この第1低圧側コイルは、低圧側ドライバに結合された第2端部を有し；前記第1低圧側コイルを通る電流を減少させる一方、これと同時に、予じめ規定されたレートで、第2低圧側コイルを通る電流を増大させることによって、低圧側電流を実行するように作動する低圧側電流回路と；この低圧側電流回路は、必要に応じて、追加の低圧側電流を実行するように作動し；この低圧側電流の後に、前記高圧側コイルと第2低圧側コイルとを通る電流を規制するように作動する第2定常状態制御回路と；および、前記高圧側コイルの電流を減少させる一方、これと同時に、予じめ低圧側コイルとして作用するように設けた第2高圧側コイルを通る電流を増大させることによって高圧側電流を実行するように作動する高圧側電流回路とを具備し、この電流の同時増大および減少を、予じめ決められたレートで実行したステータコイルのスルーレート制御回路。

【0052】(20) 前記第1定常状態制御回路に、前記第1低圧側コイルの第2端部に結合したコンデンサを設け、このコンデンサを、前記第1低圧側コイルの第2端部に与えられた電圧まで充電し、ならびに前記低圧

少するようにすると共に、Cコイル18中の電流がゼロから定常状態レベルへ増大するように制御することによって、高圧側転流を実行する。この状態の下で、HSD C66とセンタータップとの間に、このCコイル18を結合させる。

【図面の簡単な説明】

【図2】図2は、同じく低圧側転流回路を示す回路図で、これを第2状態とする。

【図3】図3は、同じく低圧側転流の後で得られる第2定常状態制御回路を示す回路図で、これを第3状態とする。

【図4】図4は、同じく高圧側転流回路を示す回路図で、これを第4状態とする。

【図5】図5は、図1～図4に示した各状態における、3相DCモータのステータ巻線の各相における制御されたステータ電流を表わすタイミング線図。

【符号の説明】

- 1 2 第1定常状態制御回路
1 4, 1 6, 1 8 コイル
2 2, 6 6 HS DA
2 4 LS DC
6 0 低圧側転流回路
6 2 第2定常状態制御回路
6 4 高圧側転流回路

【図 4】

